

них систем регулювання швидкості електроприводів і вказують на целесообразність заміщення оптимальних налаштувань близькими їм модальними.

ЛИТЕРАТУРА

1. Релейные системы оптимального управления электроприводами / Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В., Дерез А.Л. – Днепропетровск: ДГТУ, 2011. – 337с.
2. Садовой А.В. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N-и переключений / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ «ХПИ»: «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Харьков. – 2005. – №45. – С.71-73.
3. Садовой А.В. Ограничение рывка в системе управляемый преобразователь-двигатель при оптимизации по быстродействию / Садовой А.В., Дерез А.Л. // «Электромашиностроение и электрооборудование»: «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Киев: Техника, 2006. – С.64-65.
4. Дерез А.Л. Синтез каскадно-подчинённых структур релейно-модальных систем с распределением корней на основе метода N-и переключений / Дерез А.Л., Садовой А.В. // Вестник НТУ «ХПИ»: «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Харьков. – 2017. – №27. – С.75-79.
5. Садовой А.В. Оптимизация по быстродействию методом N-и переключений режимов малых перемещений позиционного электропривода / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник КППУ. – Кременчуг. – 2007. – №.3/2007(44). – С.15-17.

Поступила в редколлегию 02.10.2018.

УДК 62-83:681.513.5

DOI 10.31319/2519-2884.33.2018.198

КЛЮЄВ О.В., к.т.н., доцент

САДОВОЙ А.В., д.т.н., професор

СОХІНА Ю.В., к.т.н., доцент

Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

АСИНХРОННИЙ ВЕНТИЛЬНИЙ КАСКАД З ОРІЄНТОВАНОЮ ЗА ВЕКТОРОМ СТРУМУ НАМАГНІЧУВАННЯ СИСТЕМОЮ КЕРУВАННЯ

Вступ. Для забезпечення високих динамічних показників асинхронних електроприводів, у тому числі й асинхронного вентильного каскаду (АВК), необхідно якісно керувати електромагнітним моментом асинхронної машини, для чого потрібно регулювати модулі і взаємне розташування як мінімум двох векторів її електромагнітних змінних стану. Вектор головного потокозчеплення АВК визначається полем у зазорі асинхронної машини і відповідає потокозчепленню контуру, що намагнічує. Вектор головного потокозчеплення дорівнює:

$$\vec{\Psi}_\mu = L_m (\vec{I}_s + \vec{I}_r) = L_m \vec{I}_\mu. \quad (1)$$

З формули (1) випливає колінеарність векторів результуючого струму, що намагнічує, і головного потокозчеплення. Модулі даних векторів зв'язані коефіцієнтом магнітної індукції L_m , що приймається постійним при допущенні лінійності магнітного кола.

Електромагнітний момент виражається формулою

$$M_e = -\frac{3}{2} N L_m \bar{I}_\mu \times \bar{I}_r, \quad (2)$$

з якої витікає, що стабілізуючи модуль вектора струму, що намагнічує, як суму векторів струмів статора і ротора, і регулюючи активну складову струму ротора, можливо цілком керувати електромагнітним моментом. Для цього доцільно орієнтувати систему керування за вектором струму намагнічування \bar{I}_μ .

Постановка задачі. Задачею статті є викладення результатів синтезу релейної системи керування АВК в осях координат, орієнтованих за вектором струму, що намагнічує, і дослідження динамічних режимів роботи отриманої замкненої системи електропривода.

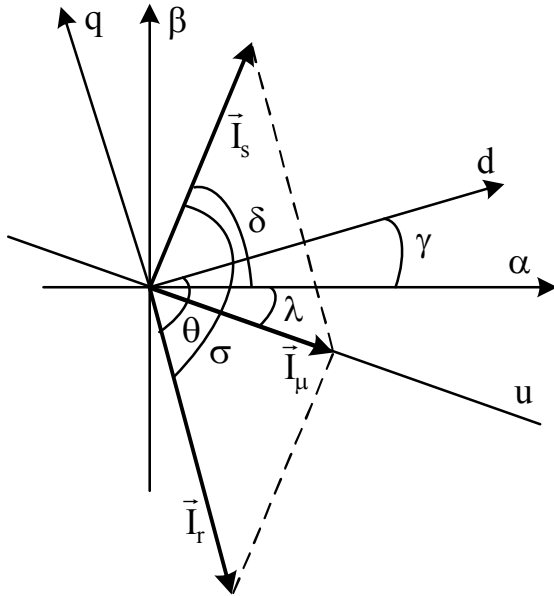


Рисунок 1 – Векторна діаграма струмів

Результати роботи. З виразу (1) випливає, що геометрична сума векторів струмів статора і ротора дає вектор струму намагнічування, розташування якого визначає розташування вектора потокозчеплення повітряного зазору. Векторна діаграма струмів АВК представлена на рис.1. Викладемо методику ідентифікації вектора струму намагнічування \bar{I}_μ , який при синтезі системи векторного керування приймається за опорний вектор.

Визначаються проекції векторів струмів статора і ротора на осі α, β і d, q

$$I_{s\alpha} = I_{sA}, \quad I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{sB} - I_{sC}); \quad (3)$$

$$I_{rd} = I_{rA}, \quad I_{rq} = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{rB} - I_{rC}), \quad (4)$$

проекції вектора напруги статора

$$U_{s\alpha} = U_{sA}, \quad U_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{sB} - U_{sC}) \quad (5)$$

та струму ротора на осі α, β [1]:

$$I_{r\alpha} = \frac{1}{L_m} \int (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt - \frac{I_{s\alpha}}{k_s}; \quad I_{r\beta} = \frac{1}{L_m} \int (U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt - \frac{I_{s\beta}}{k_s}. \quad (6)$$

Знаходиться модуль струму намагнічування:

$$I_{\mu\alpha} = I_{s\alpha} + I_{r\alpha}; \quad I_{\mu\beta} = I_{s\beta} + I_{r\beta}; \quad I_\mu = \sqrt{I_{\mu\alpha}^2 + I_{\mu\beta}^2}. \quad (7)$$

Напрявні синус і косинус дорівнюють:

$$\cos \lambda = \frac{I_{\mu\alpha}}{I_\mu}, \quad \sin \lambda = \frac{I_{\mu\beta}}{I_\mu}. \quad (8)$$

Активна і реактивна складові струму ротора:

$$I_{rv} = I_{r\beta} \cos \lambda - I_{r\alpha} \sin \lambda; \quad I_{ru} = I_{r\alpha} \cos \lambda + I_{r\beta} \sin \lambda. \quad (9)$$

Кут між векторами струмів \bar{I}_s і \bar{I}_r можна обчислити після визначення косинуса цього кута:

$$\begin{aligned} \cos(\delta - (\theta + \gamma)) = \cos \sigma = \cos \delta \cos \theta \cos \gamma - \cos \delta \sin \theta \sin \gamma + \\ + \sin \delta \sin \theta \cos \gamma + \sin \delta \cos \theta \sin \gamma, \end{aligned} \quad (10)$$

де

$$\cos \delta = \frac{I_{s\alpha}}{I_s}; \quad \sin \delta = \frac{I_{s\beta}}{I_s}; \quad \cos \theta = \frac{I_{rd}}{I_r}; \quad \sin \theta = \frac{I_{rq}}{I_r}; \quad I_s = \sqrt{I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2}; \quad I_r = \sqrt{I_{rd}^2 + I_{rq}^2}. \quad (11)$$

Косинус і синус кута повороту ротора відносно статора [1]:

$$\cos \gamma = \frac{I_{rd} I_{r\alpha} + I_{rq} I_{r\beta}}{I_r^2}; \quad \sin \gamma = \frac{I_{rd} I_{r\beta} - I_{rq} I_{r\alpha}}{I_r^2}. \quad (12)$$

При векторному керуванні потрібно здійснити прямі координатні перетворення керуючих впливів з осей, зв'язаних з вектором \vec{I}_m , у фазні осі координат ротора. Для цього необхідно здійснити наступні обчислення:

$$U_{r\alpha} = U_{ru} \cos \lambda - U_{rv} \sin \lambda; \quad U_{r\beta} = U_{ru} \sin \lambda + U_{rv} \cos \lambda, \quad (13)$$

$$U_{rd} = U_{ra} \cos \gamma + U_{rb} \sin \gamma; \quad U_{rq} = U_{rb} \cos \gamma - U_{ra} \sin \gamma. \quad (14)$$

Далі здійснюється перехід від двофазної системи керуючих напруг до сигналів керування у фазних осях відповідно до виразів:

$$U_{ra}^* = U_{rd}; \quad U_{rb}^* = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_{rq} - U_{rd}); \quad U_{rc}^* = -\frac{1}{2}(\sqrt{3}U_{rq} + U_{rd}). \quad (15)$$

Функціональна схема системи керування представлена на рис.2. Перетворення змінних стану в колах зворотних зв'язків здійснюється блоком ідентифікатора координат асинхронної машини (ІКАМ), який реалізує обчислення за формулами (3)-(12). Використання виразів (12) дозволяє виключити із системи керування датчик положення ротора. У блок регуляторів БР надходять сигнали зворотного зв'язку за швидкістю ω_r з виходу датчика швидкості ДШ, модуля струму намагнічування I_μ й активної складової струму ротора I_{rv} з виходу ІКАМ.

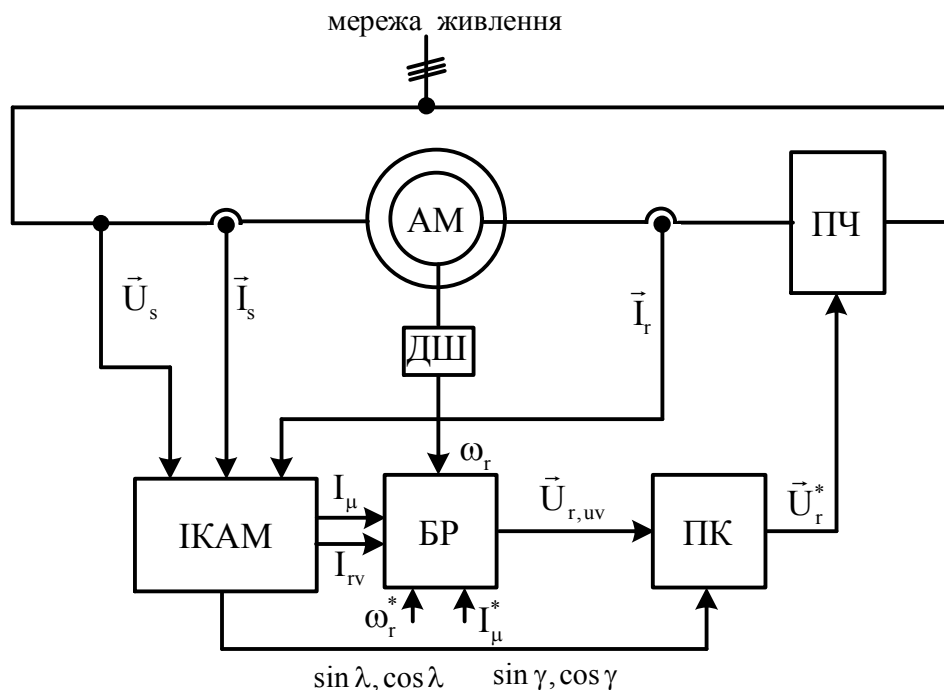


Рисунок 2 – Функціональна схема системи керування АВК, орієнтованої за вектором струму намагнічування

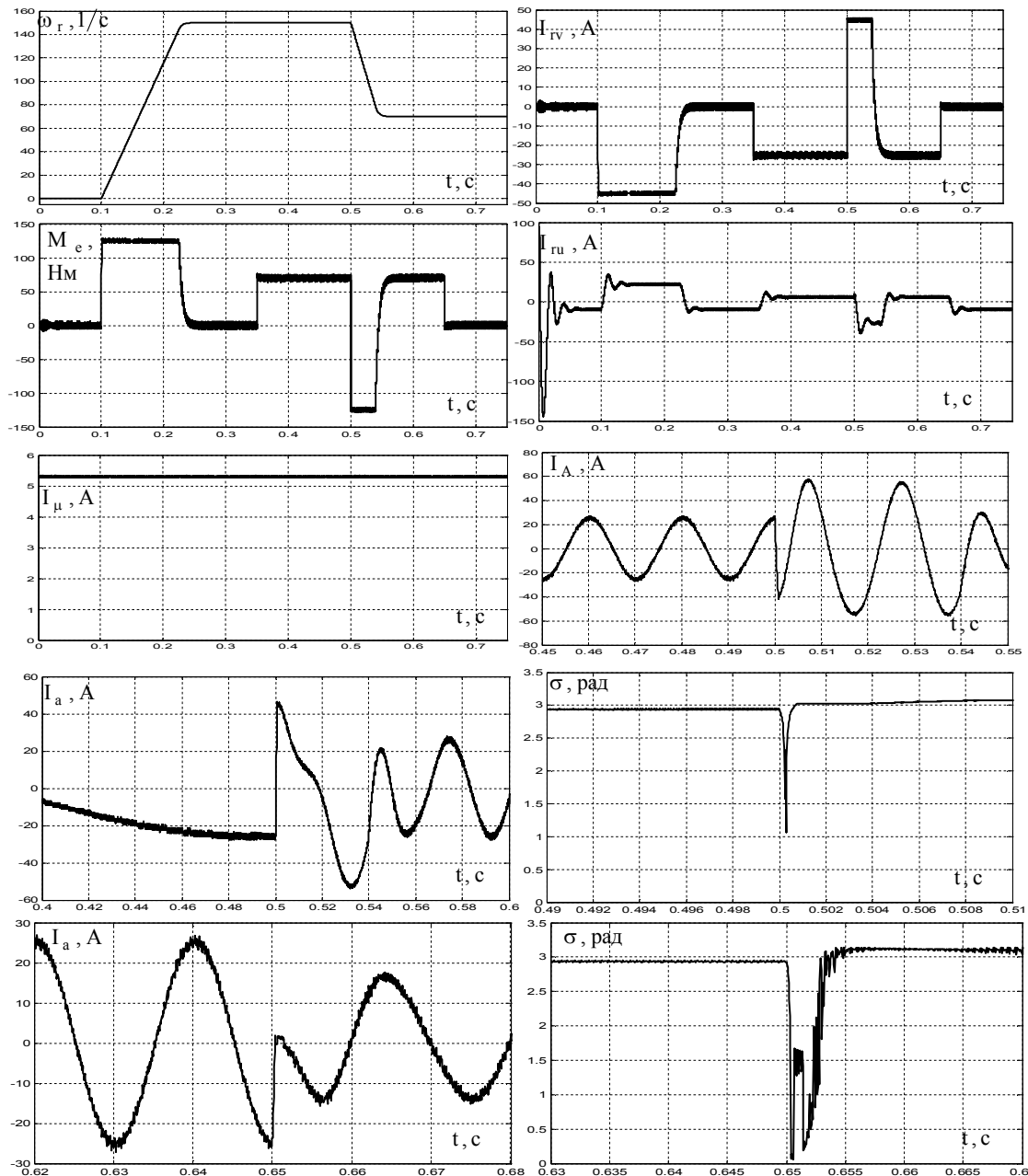


Рисунок 3 – Графіки перехідних процесів змінних стану АВК

У блоці регуляторів БР реалізується двоканальна система керування. У каналі реактивної потужності релейним регулятором з алгоритмом керування

$$U_{ru} = \text{sign}[I_{\mu}^* - I_{\mu}] \quad (16)$$

стабілізується модуль струму намагнічування.

У каналі активної потужності здійснюється керування активною складовою струму ротора і швидкістю обертання вала двигуна релейними регуляторами, які включені за схемою підпорядкованого регулювання згідно з алгоритмами:

$$U_{pc} = -I_{rv}^* \text{sign}[\omega_r^* - \omega_r - T_1' p \omega_r], \quad (17)$$

$$U_{rv} = \text{sign}[U_{pc} - I_{rv}], \quad (18)$$

де $T_1' = 0,005 \div 0,02$ – постійна часу контуру струму.

У блоці перетворювача координат ПК здійснюється перетворення вектора керування $\vec{U}_{r,uv}$ з осей u, v , орієнтованих за вектором струму намагнічування, у систему фазних координат ротора \vec{U}_r^* відповідно до виразів (13)-(15). Для цього на вхід ПК із блоку БР надходять сигнали керування U_{ru}, U_{rv} , а з блоку ІКАМ – направляючі синус і косинус $\sin \lambda, \cos \lambda$ та синус і косинус кута повороту ротора $\sin \gamma, \cos \gamma$. Сигнали (15) подаються на транзистори перетворювача частоти ПЧ.

На рис.3 зображено графіки перехідних процесів в АВК з асинхронною машиною типу 4AK160S4Y3 і паспортними даними: $P_n = 1 \text{ кВт}$, $U_{лн} = 380 \text{ В}$, $n_c = 1500 \text{ об/хв.}$, $U_2 = 305 \text{ В}$ при пуску до швидкості 150 рад/с , накиді навантаження, гальмуванні до 70 рад/с з подальшим зняттям навантаження, отримані шляхом математичного моделювання в MATLAB 7.0.1. Збудження асинхронної машини відбувається в результаті швидкого наростання і стабілізації на номінальному рівні струму намагнічування I_μ . При цьому керування електромагнітним моментом M_e відбувається за рахунок регулювання активної складової струму ротора I_{rv} .

Оскільки реактивна складова струму ротора I_{ru} не регулюється, на початковому етапі збудження АВК спостерігаються її коливання, які швидко загасають. Потім реактивний струм ротора I_{ru} змінюється несуттєво, залишаючись у сталих режимах незначним за величиною.

Показано графіки струмів у фазі А статора і ротора на окремих коротких ділянках, на яких відбувається зміна режиму роботи АВК. У момент часу $0,5 \text{ с}$ починається гальмування, при якому активні складові струмів статора і ротора змінюють знак на протилежний у порівнянні з пуском і сталим режимом. Тому вектори струмів статора і ротора повертаються і міняються місцями в паралелограмі струмів. Цей короточасний процес повороту векторів відображається зміною кута σ , що обчислюється як арккосинус від виразу (10). Повороти векторів струмів також виявляються у вигляді фазових зсувів струмів в обмотках статора і ротора, що видно з графіків змінних I_A і I_a . У сталому режимі вектори \vec{I}_s і \vec{I}_r повернені відносно один одного на кут незначно менший π рад, що видно з графіків кута σ . При $0,65 \text{ с}$ відбувається зняття навантаження, що супроводжується фазовим зсувом струмів в обмотках і перехідним процесом спадання кута σ між векторами \vec{I}_s і \vec{I}_r практично до нуля з подальшим відновленням до значення, рівного π рад.

Висновки. У статті викладено основні етапи побудови системи керування АВК, орієнтованої за вектором струму, що намагнічує, за умови, що відома структура і параметри математичної моделі АВК як об'єкта керування. У запропонованій структурі (\vec{I}_μ, \vec{I}_r) з описаним підходом до ідентифікації опорного вектора \vec{I}_μ , координатними перетвореннями й алгоритмами керування вдається домогтися від АВК динамічних показників, близьких до можливостей електроприводів постійного струму.

ЛІТЕРАТУРА

1. Ключев О.В. Идентификация координат и параметров асинхронной машины при векторном управлении по цепи ротора / О.В.Ключев, А.В.Садовой, Ю.В.Сохина // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету. – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2007. – С.361-365.

Надійшла до редколегії 03.10.2018.